

CONTROL DEVICE FOR CONVERSION OF ELECTRIC POWER

Patent Number: JP1138964
Publication date: 1989-05-31
Inventor(s): OKUDE AKIO
Applicant(s): MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD
Requested Patent: JP1138964
Application Number: JP19870298491 19871126
Priority Number(s):
IPC Classification: H02M1/08; H05B41/392
EC Classification:
Equivalents: JP2793806B2

Abstract

PURPOSE:To reduce the level of noise, by a method wherein the phase control of a phase controlling unit is effected by a small phase angle for providing an electric power conversion device with an electric power control information.
CONSTITUTION:The phase of an AC voltage from an AC power source P is controlled in a phase control unit 1 by a small phase angle. The voltage, whose phase is controlled, is inputted into a power converting unit 2 and a phase angle detecting unit 1c and said small phase angle is detected to input the detecting signal thereof into the power converting unit 2 whereby an output power, corresponding to said phase angle, is supplied to a load 3. As a result, a supplying voltage to the load may be secured easily in a case in which a voltage, higher than a given value, is necessitated for the stable operation of the load 3, and a stress for a constituting part as well as the noise level in a power cable may be reduced, further, a circuit constitution may be simple and the reliability of signal transmission may be improved compared with an electric power transmission system.

Data supplied from the **esp@cenet** database - I2

⑨ 日本国特許庁(JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

平1-138964

⑤ Int.Cl. ⁴	識別記号	庁内整理番号	⑬ 公開	平成1年(1989)5月31日
H 02 M 1/08	3 2 1	Z-8325-5H		
H 05 B 41/392		J-8410-3K		
// H 05 B 37/02		A-7913-3K	審査請求	未請求 発明の数 1 (全11頁)

⑭ 発明の名称 電力変換制御装置

⑮ 特 願 昭62-298491

⑯ 出 願 昭62(1987)11月26日

⑰ 発 明 者 奥 出 章 雄 大阪府門真市大字門真1048番地 松下電工株式会社内

⑱ 出 願 人 松下電工株式会社 大阪府門真市大字門真1048番地

⑲ 代 理 人 弁理士 倉田 政彦

明 細 書

1. 発明の名称

電力変換制御装置

2. 特許請求の範囲

(1) 交流電圧を小さい位相角で位相制御する位相制御部と、この位相制御された交流電圧を入力として電力変換を行う電力変換装置と、前記位相角を検出し、その検出信号を前記電力変換装置の制御入力とする位相角検出部とを有して成ることを特徴とする電力変換制御装置。

(2) 電力変換装置はインバータ式の放電灯点灯装置であることを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の電力変換制御装置。

3. 発明の詳細な説明

(技術分野)

本発明は、調光機能を有する放電灯点灯装置などに用いられる電力変換制御装置に関するものである。

(背景技術)

第10図は従来例の構成を示すブロック図であ

る。電力変換装置2は、商用交流電源Pより電力線 l_1, l_2 を介して入力された交流電力を電力変換し、負荷3に任意の電力を供給する。制御信号発生部81は信号線 l_3, l_4 を介して制御信号を電力変換装置2に入力し、電力変換装置2から負荷3への出力電力を制御している。したがって、この従来例にあつては、電力変換装置2には電力線 l_1, l_2 及び信号線 l_3, l_4 の接続が必要であり、配線施工に手間がかかり、また、誤結線等のトラブルが生じる恐れがあつた。ここでは、4線式を例示したが、信号線 l_3, l_4 のうち1本を電力線 l_1, l_2 のいずれかと共通化して3線式とすることもある。

第11図は他の従来例の構成を示すブロック図である。この従来例にあつては、商用交流電源Pからの入力電力を位相制御部1により位相制御し、2本の電力線 l_1, l_2 を介して電力変換装置2に入力している。つまり、交流電圧に位相制御を施すことにより電力変換装置2への入力電力を制御し、負荷3への供給電力を制御するものであり、電力線2線による配線で実現できる。

第12図は第11図に示す従来例をさらに具体化した回路例を示す。電力変換装置2としては、自励式のプッシュプルインバータ2aを用いている。また、負荷3としては、放電灯3aを用いている。商用交流電源Pの交流電圧を位相制御部1にて位相制御した電圧は、インバータ2aの入力電圧となる。ヒューズ4、ラッシュ電流防止用のチョークコイル6、雑音防止用コンデンサ5、雑音防止用フィルタ7を介して、全波整流器8の交流入力端に入力されている。全波整流器8の直流出力端には平滑コンデンサ10が接続されている。この平滑コンデンサ10の正端子は、定電流用のチョークコイル9を介して発振トランス14の1次巻線 n_1, n_2 の中間タップに接続されている。発振トランス14の1次巻線 n_1, n_2 の両端は、夫々トランジスタ17, 18のコレクタ・エミッタ間を介して、コンデンサ10の負端子に接続されている。発振トランス14の1次巻線 n_1, n_2 の両端には、共振用のコンデンサ13が並列接続されている。発振トランス14の帰還巻線 n_3 の両端は、

トランジスタ17, 18の各ベースに接続されている。発振トランス14の2次巻線 n_4 は、放電灯3aの両端に接続されている。また、予熱用のフィラメント巻線 n_5, n_7 は、放電灯3aの各フィラメントに接続されている。トランジスタ17, 18の各ベースは、抵抗12a, 12bを夫々介して、コンデンサ16の正端子に接続されている。コンデンサ16は、高速ダイオード15を介して発振トランス14の巻線 n_4 に接続されており、その負端子はコンデンサ10の負端子と共通接続されている。

交流電源Pを投入して、位相制御部1の出力がインバータ2aに入力され、平滑コンデンサ10が充電されると、トランジスタ17は起動抵抗11により導通状態に移行する。この際、発振トランス14の帰還巻線 n_3 に誘起された正帰還電圧がトランジスタ17のベースに印加され、トランジスタ17はさらに完全な導通状態となる。一方、トランジスタ18のベースには、トランジスタ17とは逆に負電圧が印加されており、非導通状態

のままである。トランジスタ17のコレクタ電流がチョークコイル9あるいはトランジスタ17自身の制限により飽和状態となると、帰還巻線 n_3 には前記とは逆方向の電圧が発生し、トランジスタ17は急速に非導通状態へ移行し、トランジスタ18は導通状態へ移行し、以後、この動作を繰り返して、発振を継続して行く。なお、トランジスタ17, 18のベース駆動電源は、発振トランス14の巻線 n_4 に発生する高周波電圧を高速ダイオード15にて整流し、平滑コンデンサ16により平滑して発生しており、ベース抵抗12a, 12bを介してトランジスタ17, 18のベースに供給している。インバータ2aの発振が継続し、発振トランス14の2次巻線 n_4 に発生する高電圧が放電灯3aに印加され、放電灯3aが始動点灯する。フィラメント予熱用巻線 n_5, n_7 からは放電灯3aの各フィラメントに予熱電流が供給される。放電灯3aへ供給される電力の制御は、前述のように、インバータ2aへの入力電力を位相制御することにより達成される。

第13図は上記回路の動作波形図である。同図(a)はインバータ2aの入力電圧、同図(b)は放電灯3aに流れる放電灯電流、同図(c)はインバータ2aの入力電流の波形を夫々示している。以下、動作波形を参照しながら、上記従来例の問題点について説明する。

商用交流電源Pの交流電圧は位相制御部1にて位相制御され、インバータ2aの入力電圧となる。このため、インバータ2aの入力電圧は、第13図(a)に示すように、ある位相角 θ で急峻に立ち上がり、インバータ2aの入力電流は第13図(c)に示すような波形となる。この波形は、高調波成分を多く含み、位相制御部1とインバータ2aの間を結ぶ電力線での雑音レベルが高くなる。

また、第13図(a)で位相角 θ を大きくすると、放電灯3aへの供給電力が低下し、放電灯3aを調光状態にできるが、位相角 θ を $\theta_0 > 90^\circ$ のように大きくし過ぎると、放電灯電流は、第13図(b)の時刻 t_2 に示すようになり、放電灯3aは一時消光する。その後、放電灯3aを再度点灯させる

には、大きな始動電圧を必要とするにも拘わらず、インバータ2aへの入力電圧が小さく、特に、波高値が低くなるので、インバータ2aが放電灯3aを始動点灯させるのに十分な電圧を発生することができない。このように、位相角 θ の制御範囲には上限があり、放電灯3aを深い調光状態に制御することができない。また、再始動性を良くするために、インバータ2aに高電圧発生部を設ける方法もあるが、部品点数が多くなり、また、構成部品の電圧耐量等を大きくする必要がある。なお、負荷3として、安定稼動にある一定電圧以上を必要とする負荷を用いる場合には、放電灯3aを用いる場合と同様なことが言える。

また、インバータ2aへの入力電圧の立上り時点iにおける入力電流は非常に急峻になるので、位相制御部1の構成部品やインバータ2aの整流器8を破壊する恐れがある。そのため、インバータ2aの入力部にチョークコイル6あるいは限流抵抗等のラッシュ電流抑制素子を挿入する必要がある。また、電力変換装置2への入力電圧の立上

より制御された電力が出力される。

しかしながら、電力線搬送方式では、電力線を使用して信号伝送を行うため負荷の影響を受けやすく、また、伝送距離や容量性・誘導性負荷の有無により信号の減衰量が大きく異なり、場合によっては、伝送不可能となることもある。また、信号伝送の処理が複雑で部品点数が多くなるという問題もある。

(発明の目的)

本発明は上述のような点に鑑みてなされたものであり、その目的とするところは、負荷の安定稼動にある一定以上の電圧を必要とする場合における負荷への供給電圧を容易に確保できるようにすると共に、構成部品へのストレス並びに電力線での雑音レベルを低減し、しかも電力線搬送方式に比べて、回路構成が簡単で且つ信号伝送の信頼性が高い電力変換制御装置を提供することにある。

(発明の開示)

本発明に係る電力変換制御装置にあっては、上記の目的を達成するために、第1図に示すように、

りが急峻であるため、電力変換装置2の構成部品へのストレスが大きくなるという問題がある。

次に、第14図に示す従来例は、負荷3への供給電力レベルを設定する信号の伝送に、電力線搬送方式を用いた例であり、第15図はその原理説明のための波形図である。送信部1aにおける制御信号発生部19では、パルス符号よりなる制御信号(第15図(a))により連続発振している高周波信号(第15図(b))をスイッチングし、パルス符号に応じた断続的高周波信号に変換する(第15図(c))。この断続的高周波信号は、カップリングコンデンサ20、21及びカップリングトランス22を介して電力線の交流電圧に重畳され(第15図(d)参照)、電力線を介して受信部1bに伝達される。受信部1bには、第15図(e)に示すような電圧が入力される。カップリングコンデンサ23、25、カップリングトランス24を介して高周波信号(第15図(f))を抽出し、制御信号復調器26にて復調し、制御信号(第15図(g))を再生する。電力変換装置2からはこの制御信号に

交流電圧を小さい位相角で位相制御する位相制御部1と、この位相制御された交流電圧を入力として電力変換を行う電力変換装置2と、前記位相角を検出し、その検出信号を前記電力変換装置2の制御入力とする位相角検出部1cとを有して成るものである。

第1図は本発明の基本構成図である。交流電源Pからの交流電圧は、位相制御部1にて小さい位相角 $\Delta\theta$ で位相制御される。この位相制御された電圧(第2図(a)参照)は、電力変換装置2及び位相角検出部1cに入力される。位相制御部1での位相角 $\Delta\theta$ は、従来の位相制御のみによる電力変換制御時(第13図の θ_1, θ_2)に比べて小さい位相角とし、 $0^\circ < \Delta\theta < 90^\circ$ の範囲内とすることが好ましい。この範囲内であれば、電源電圧の波高値を維持することができる。このわずかな位相角 $\Delta\theta$ を位相角検出部1cにて検出し、その検出信号を電力変換装置2に入力し、電力変換装置2で位相角 $\Delta\theta$ に対応する出力電力を負荷3に供給するのである。

第2図(b)は電力変換装置の力率が1である場合の入力電流波形を示す。実線で示す入力電流 I_A は位相角が $\Delta\theta_A$ のとき、破線で示す入力電流 I_B は位相角が $\Delta\theta_B$ のときの波形を示している。位相角 $\Delta\theta$ が小さいので、入力電流 I_A 、 I_B は正弦波とほとんど同じ波形であり、したがって、入力電流の高調波成分が少なく、電力線での雑音レベルの低減が可能になる。また、位相角が $\Delta\theta_A$ から $\Delta\theta_B$ に変化しても、電力変換装置2への入力電圧は安定して供給することができ、電力変換装置2から負荷3への出力電力供給も安定して行うことができる。さらに、電力変換装置2への入力電圧、入力電流の立上り率は小さくなり、構成部品へのストレスは低減される。また、電力線搬送方式に比べて回路構成が簡単になり、且つ、信号伝送を確実に行える。

第3図は本発明の一実施例の回路図である。電力制御装置2の入力側には、ヒューズ4と雑音防止用のコンデンサ5及びチョーク7を介して、全波整流器8の交流入力端が接続されている。全波

整流器8の直流出力端には、限流抵抗42を介して平滑コンデンサ43が接続されており、この平滑コンデンサ43には、電圧規制用のツェナダイオード44が並列接続されている。平滑コンデンサ43により得られる低電圧直流電源は、トランジスタ36のエミッタ電流供給源となると共に、ゲート素子29やオペアンプ41及び発振回路45の駆動電源となる。また、パルストランス46の1次巻線を励磁するための電源となっている。

全波整流器8の直流出力端には、限流抵抗42を介して平滑コンデンサ43が接続されており、この平滑コンデンサ43には、電圧規制用のツェナダイオード44が並列接続されている。平滑コンデンサ43により得られる低電圧直流電源は、トランジスタ36のエミッタ電流供給源となると共に、ゲート素子29やオペアンプ41及び発振回路45の駆動電源となる。また、パルストランス46の1次巻線を励磁するための電源となっている。

発振回路45の制御出力端は、パルストランス46の1次巻線的一端に接続されている。パルストランス46の1次巻線の中間タップは電源電圧 V_{cc} のラインに接続され、1次巻線他端はダイ

オード47を介してアースラインに接続されている。パルストランス46の2次巻線は抵抗48を介して、パワーMOSFETよりなるスイッチ素子50のゲート・ソース間に接続されている。スイッチ素子50のゲート・ソース間には抵抗49が並列接続されている。また、抵抗48には、逆バイアス用のダイオード51が並列接続されている。スイッチ素子50のドレインは、全波整流器8の正端子に接続され、ソースはチョークコイル52の一端に接続されている。チョークコイル52の他端は、全波整流器8の負端子に接続されている。チョークコイル52の両端には、ダイオード55を介して、負荷3と平滑コンデンサ54と抵抗53の並列回路が接続されている。ダイオード55の極性は、全波整流器8からの電流を阻止する方向に接続されており、いわゆる極性反転型のチョッパー回路を構成している。

以下、本実施例の動作について説明する。
交流電源Pからの交流電圧は、位相制御部1で小さい位相角 $\Delta\theta$ で位相制御される。この位相制

交流電源Pからの交流電圧は、位相制御部1で小さい位相角 $\Delta\theta$ で位相制御される。この位相制

御された電圧は、電力変換装置2に入力され、ヒューズ4及び雑音防止用のコンデンサ5とチョーク7を介して、全波整流器8で全波整流され、第2図(c)に示すような波形となる。全波整流後の電圧は、位相角検出部1cの抵抗27a, 27bにて分圧され、ツェナダイオード28及びゲート素子29にて波形整形されて、第2図(d)に示すような波形となる。この波形が“Low”レベルである期間に、トランジスタ36、抵抗37、コンデンサ38で構成される積分回路が積分動作を行う。すなわち、トランジスタ36のベースには、抵抗31を介して第2図(d)に示す電圧が印加され、位相角 $\Delta\theta$ の期間は、ベース電位は“Low”レベルとなり、トランジスタ36はオンし、抵抗37を介して、コンデンサ38が充電される。一方、トランジスタ35は、第2図(d)の電圧の立上り時よりコンデンサ32、抵抗33, 30で決まる時間だけオンする。その結果、コンデンサ38の充電電荷は、放電抵抗34、トランジスタ35を通して放電される。以上のコンデンサの充・放電により

が流れる。また、2次巻線には逆起電力が発生し、ダイオード51、抵抗49を介して電流が流れ、抵抗49の両端電圧により、スイッチ素子50のゲート・ソース間が逆バイアスされ、ゲート・ソース間の蓄積電荷を放電させて、スイッチ素子50をオフさせる。

スイッチ素子50がオンのときは、整流器8を介してチョークコイル52に電流が流れ、エネルギーが蓄積される。スイッチ素子50がオフになると、チョークコイル52のエネルギーがダイオード55を介して、コンデンサ54及び負荷3に放出される。発振回路45の1周期毎にチョークコイル52に蓄積されるエネルギーは、スイッチ素子50のオンデューティに応じて変化する。したがって、スイッチ素子50のオンデューティを変えることにより、負荷3への供給電力を制御することができる。つまり、第5図に示すように、本実施例にあっては、電力変換装置2の入力電圧に含まれる小さい位相角 $\Delta\theta$ を検出し、その検出信号に応じてコンデンサ54の電圧 V_{01} を制御し、

コンデンサ38の電位は位相角 $\Delta\theta$ に対応した電位となる。この電位をオペアンプ41にて増幅し、位相角 $\Delta\theta$ の検出信号を出力するものである。オペアンプ41の増幅率は外付け抵抗39, 40にて決定される。

位相角 $\Delta\theta$ の検出信号は、スイッチ素子50の駆動信号発生用の発振回路45に入力される。発振回路45では、入力された位相角 $\Delta\theta$ の検出信号に対応してスイッチ素子50のオンデューティを変えている。この際、発振回路45の発振周波数は一定としている。まず、発振回路45の制御出力端が“Low”レベルであるときには、パルストランス46の1次巻線に電流が流れて、2次巻線に電圧が誘起され、この電圧が抵抗48、抵抗49を介して流れ、抵抗49の両端電圧により、スイッチ素子50のゲート・ソース間が順バイアスされ、スイッチ素子50をオンさせる。次に、発振回路45の制御出力端が“High”レベルであるときには、パルストランス46の1次巻線の蓄積エネルギーにより、ダイオード47を介して電流

負荷3への出力電圧を制御しているものである。

実施例2

第4図は本発明の他の実施例の回路図である。本実施例は、負荷として放電灯3aを用いており、また、電力制御装置2として直列インバータを用いている。まず、全波整流器8の直流出力端には、逆流阻止用のダイオード76を介して、平滑コンデンサ56と抵抗57の並列回路が接続されている。平滑コンデンサ56の両端には、パワーMOSFETよりなるスイッチ素子69及び70の直列回路が接続されている。各スイッチ素子69及び70には、それぞれダイオード71及び72が逆並列接続されている。スイッチ素子70の両端には、コンデンサ73とチョークコイル74を介して放電灯3aが接続されている。放電灯3aの非電源側には予熱電流通電用のコンデンサ75が接続されている。このコンデンサ75はチョークコイル74と共にLC直列共振回路を構成している。また、コンデンサ73は直流成分カット用であり、共振には寄与しない。

発振回路55は、交互に出力が切り換わる第1及び第2の制御出力端を有している。第1の制御出力端は、パルストランス61の1次巻線の一端に接続されている。パルストランス61の1次巻線の中間タップは電源電圧 V_{cc} のラインに接続され、1次巻線の他端はダイオード59を介してアースラインに接続されている。パルストランス61の2次巻線は抵抗65を介して、スイッチ素子69のゲート・ソース間に接続されている。スイッチ素子69のゲート・ソース間には抵抗67が並列接続されている。また、抵抗65には、逆バイアス用のダイオード63が並列接続されている。発振回路55の第2の制御出力端は、パルストランス62の1次巻線の一端に接続されている。パルストランス62の1次巻線の中間タップは電源電圧 V_{cc} のラインに接続され、1次巻線の他端はダイオード60を介してアースラインに接続されている。パルストランス62の2次巻線は抵抗66を介して、スイッチ素子70のゲート・ソース間に接続されている。スイッチ素子70のゲート

逆流阻止用のダイオード76を通り、コンデンサ56により完全平滑され、インバータの電源とされる。抵抗57はコンデンサ56の放電用抵抗である。スイッチ素子69がオン状態で、スイッチ素子70がオフ状態のときは、コンデンサ56からスイッチ素子69、コンデンサ73、チョークコイル74を介して放電灯3aに電流が流れる。このとき、コンデンサ73が充電される。次に、スイッチ素子69がオフ状態で、スイッチ素子70がオン状態のときは、コンデンサ73を電源として、コンデンサ73からスイッチ素子70、放電灯3a、チョークコイル74を介して電流が流れる。以下、スイッチ素子69と70が交互にオンされることにより、放電灯3aには高周波電力が供給される。

スイッチ素子69、70のスイッチング周波数を変えると、チョークコイル74のインピーダンスが変化するので、放電灯3a及びコンデンサ75に流れる電流が変化する。放電灯電流を I_{la} 、コンデンサ75へ流れる電流を I_c とすると、イ

・ソース間には抵抗68が並列接続されている。また、抵抗66には、逆バイアス用のダイオード64が並列接続されている。その他の構成については、第3図回路と同様であるので、同一の機能を有する部分には同一の符号を付して重複する説明は省略する。

交流電源Pの電圧は、前述したように、位相制御部1に入力されて、小さな位相角 $\Delta\theta$ で位相制御され、その後、電力変換装置2に入力される。位相角検出部1cの動作は前記実施例と同様であり、位相角 $\Delta\theta$ を検出して、検出信号を発生する。この位相角 $\Delta\theta$ の検出信号は、スイッチ素子69、70の駆動信号発生用の発振回路55に入力される。発振回路55では、前記位相角 $\Delta\theta$ の検出信号に応じて、スイッチ素子69、70のオン/オフ周期を変化させ、インバータの発振周波数を変化させる。すなわち、第7図に示すように、位相角が $\Delta\theta_1, \Delta\theta_2, \Delta\theta_3$ であるときに、インバータの発振周波数はそれぞれ f_1, f_2, f_3 となる。

一方、整流器8により全波整流された電圧は、

ンバータの発振周波数が高くなると、放電灯電流 I_{la} は減少し、コンデンサ75の電流 I_c は増加する。また、インバータの発振周波数が低くなると、上記とは逆に、放電灯電流 I_{la} は増加し、コンデンサ75の電流 I_c は減少する。

以上のように、インバータの発振周波数を変えることにより、放電灯3aへの電流を制御できる。すなわち、調光ができることとなる。この場合には、電力変換装置2への入力電力は、位相角 $\Delta\theta$ がわずかな変位であるため、十分に供給されており、放電灯3aを深い調光状態まで制御することが可能となる。

なお、以上の実施例の説明においては、出力電力の制御方式として、直流電圧の大きさを制御する方式(第5図参照)と、高周波電圧の周波数を制御する方式(第7図)を例示したが、交流電圧の振幅を制御する方式(第6図参照)や、出力電圧のデューティを制御する方式(第8図参照)を用いても良い。第6図に示す方式では、入力電圧の位相角 $\Delta\theta$ に応じて交流電圧のピーク対ピーク振幅 V_{o2} を

制御している。また、第8図に示す方式では、出力電圧のオフデューティを位相角 $\Delta\theta$ に応じて制御しており、オフデューティは $\Delta\theta = \Delta\theta_1$ のときに $\Delta t_1/T$ 、 $\Delta\theta = \Delta\theta_2$ のときに $\Delta t_2/T$ となり、これにより出力電力が制御されるものである。

また、第9図は位相角検出部1cの他の実施例を示している。全波整流器8の直流出力端には、抵抗27a、27bの直列回路よりなる分圧回路が接続されている。抵抗27bの両端には電圧規制用のツェナダイオード28が並列接続されている。抵抗27a、27bの接続点の電圧はゲート素子29に輸入され、波形整形される。ゲート素子29の出力は、AND回路78の一方の入力に接続されている。AND回路78の他方の入力には、基準クロック発振器77から出力される基準クロックが入力されている。この基準クロックの周波数は、商用交流周波数に比べて十分に高く設定されている。AND回路78の出力は、カウンタ79のクロック入力に接続されている。カウンタ79

のリセット端子はゲート素子29の入力側に接続されている。このカウンタ79は、リセット後に入力された基準クロックの数をカウントして、そのカウント数を2進数で出力する。カウンタ79の出力はD/A変換器80に輸入されている。このD/A変換器80の出力が位相角検出部1cの検出信号となっている。

ゲート素子29の出力波形は、第2図(d)に示すように、位相角 $\Delta\theta$ の期間は"Low"レベルとなり、その他の期間は"High"レベルとなる。この"High"レベルの期間には、AND回路78から基準クロックが出力され、カウンタ79により計測される。カウンタ79は、商用交流電圧のゼロクロス点においてリセットされるので、そのカウント値は各半サイクル毎の位相角 $\Delta\theta$ に応じて変化する値となる。このカウント値をD/A変換器80にてアナログ信号に変換して検出信号とするものである。

なお、以上の説明では、第2図に示すように、位相角 $\Delta\theta$ の範囲を 0° から小さな位相角までと

したが、交流半サイクルの後半を削って、 180° から小さな位相角としても良い。

(発明の効果)

本発明にあっては、位相制御部は電力変換装置に電力制御情報を与えるための小さい位相角で位相制御を行うものであるから、電力変換装置への入力電流のオフ期間が短く、入力電圧及び電流の立ち上がりが穏やかであり、したがって、構成部品へのストレスを低減できるという効果があり、また、入力電流の高調波成分あるいは歪みの低減が容易で、電力線での雑音レベルを低減できるという効果がある。また、電力変換装置への入力電圧のレベルが大きく変化することがないので、負荷の安定稼動に一定レベル以上の電圧を必要とする場合においても、負荷制御を安定に行うことができるという効果があり、特に、放電灯負荷の場合、深い調光レベルまで制御できるという利点がある。また、電力線2線にて出力電力の制御が可能であり、さらに、電力線搬送方式に比べても信号伝送処理が容易で、伝送距離による影響を受けにくい

という利点がある。

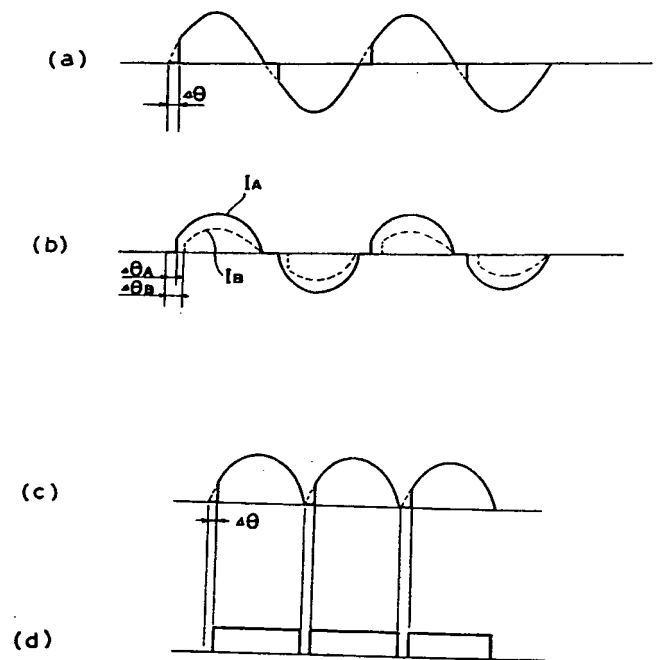
4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の基本構成を示すブロック図、第2図は同上の動作波形図、第3図は本発明の一実施例の回路図、第4図は本発明の他の実施例の回路図、第5図は第3図実施例の動作説明図、第6図は本発明のさらに他の実施例の動作説明図、第7図は第4図実施例の動作説明図、第8図は本発明の別の実施例の動作説明図、第9図は本発明に用いる位相角検出部の他の例を示す回路図、第10図は従来例のブロック図、第11図は他の従来例のブロック図、第12図は同上の具体回路図、第13図は同上の動作波形図、第14図はさらに他の従来例の回路図、第15図は同上の動作波形図である。

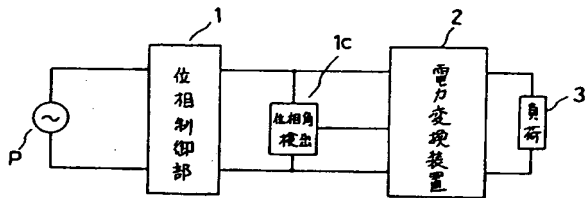
1は位相制御部、1cは位相角検出部、2は電力変換装置、3は負荷である。

代理人 弁理士 倉田 政彦

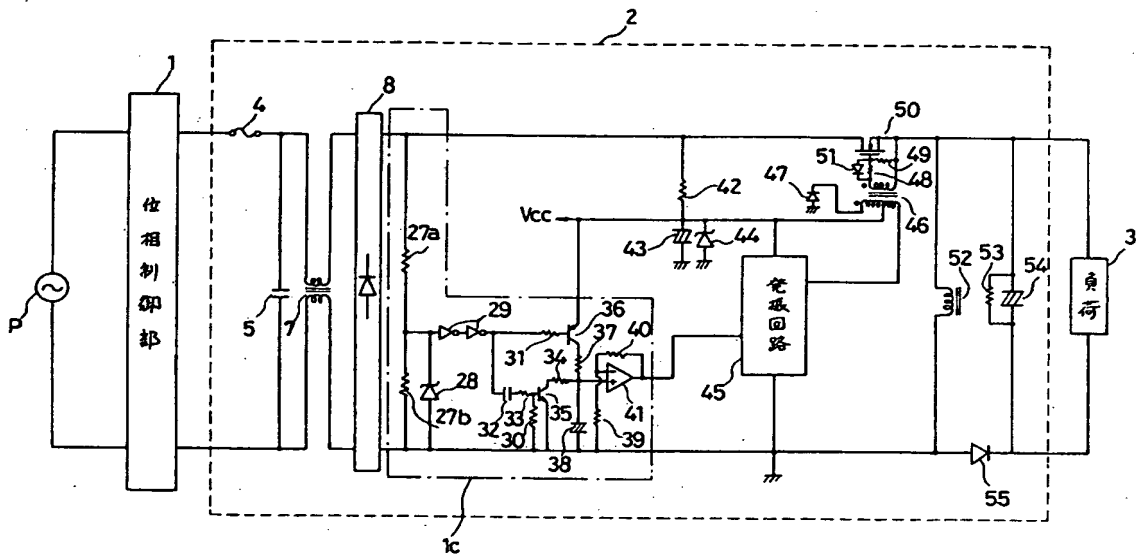
第 2 図



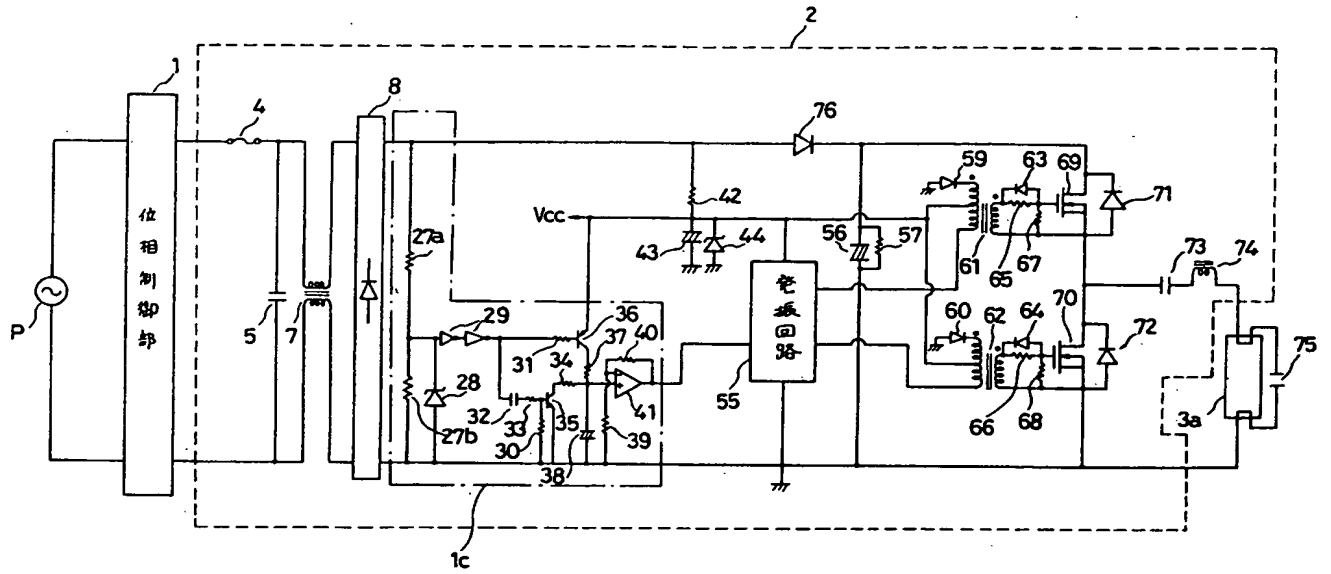
第 1 図



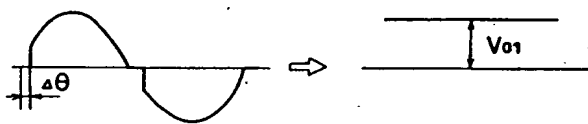
第 3 図



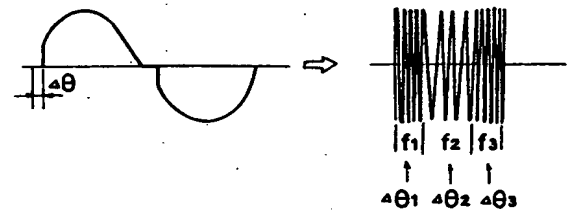
第 4 図



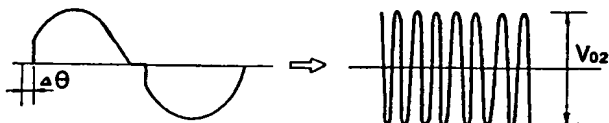
第 5 図



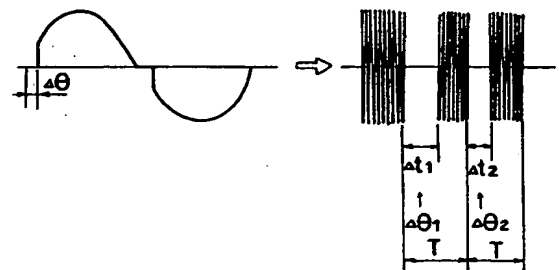
第 7 図



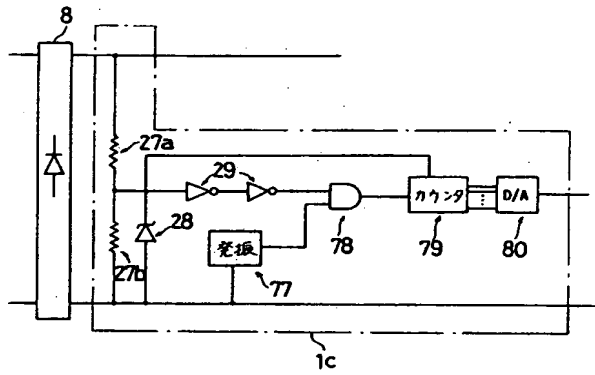
第 6 図



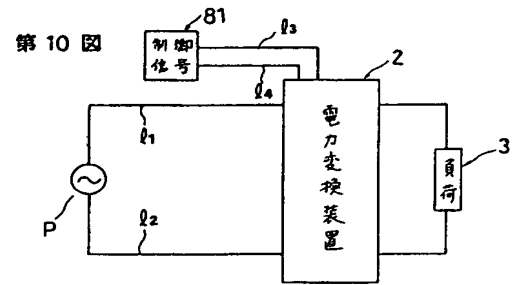
第 8 図



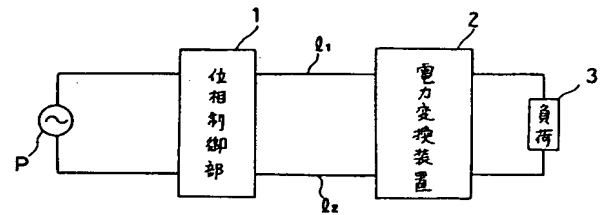
第 9 図



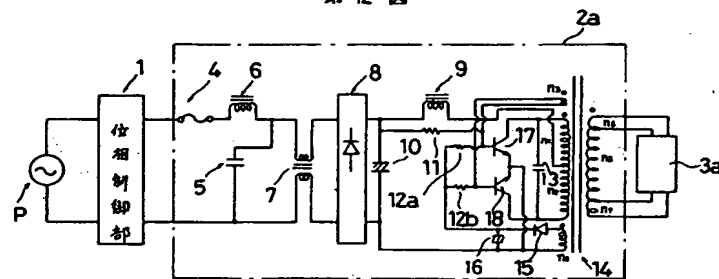
第 10 図



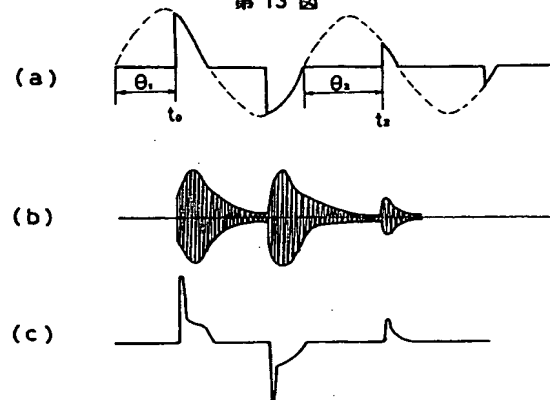
第 11 図



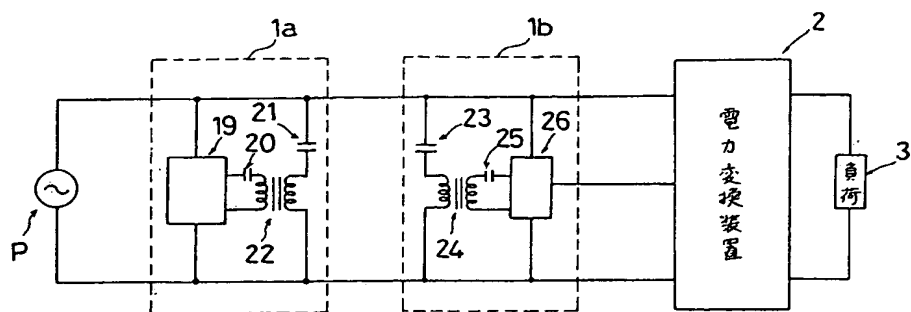
第 12 図



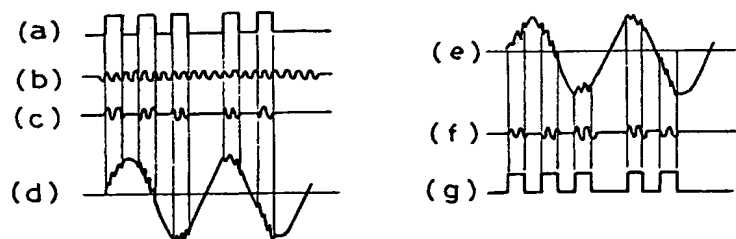
第 13 図



第 14 図



第 15 図



THIS PAGE BLANK (USPTQ)